

ABSTRACT & CITATION 3

(19)



JAPANESE PATENT OFFICE

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: 10327126 A

(43) Date of publication of application: 08 . 12 . 98

(51) Int. Cl.
H04J 13/04
H04B 7/26
H04L 7/00

(21) Application number: 10116412

(22) Date of filing: 27 . 04 . 98

(30) Priority: 30 . 04 . 97 US 97 841316

(71) Applicant: LUCENT TECHNOL INC

(72) Inventor:
HUANG HOWARD C
CHIH-LIN I
TEN BRINK STEPHAN
VANNUCCI GIOVANNI

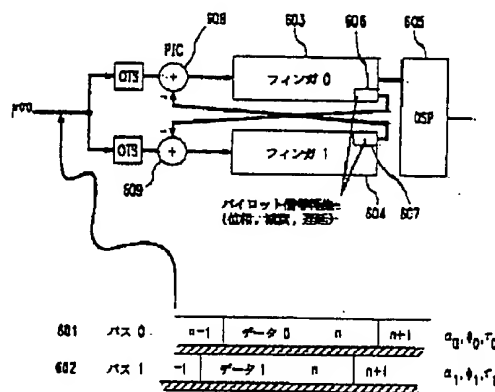
(54) CDMA RECEIVER

COPYRIGHT: (C)1998,JPO

(57) Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To improve performance by preventing interference to a multipath caused by a pilot signal by removing the pilot signal of multipath component, which causes the interference of base band received signal, by reconstituting it as prescribed and adding/subtracting that signal later.

SOLUTION: A signal r_0 of path 0 and a signal r_1 of path 1 in received decoding signals $r(n)$ are respectively processed by an on-time selector circuit OTS and inputted to RAKE fingers 603 and 604 later. In this case, pilot reconstitution circuits 606 and 607 are reconstituting pilot signals through predicted attenuation, phase and path delay are respectively added to the fingers 603 and 604, the pilot signal from the path 0 is reconstituted, subtracted from the signal of path 1 by an adder 609 and removed. Similarly, the pilot signal reconstituted from the path 1 is subtracted from the signal of path 0 by an adder circuit 608 and removed and afterwards, the signals are respectively exactly demodulated by fingers 0 and 1 and bit-determined or processed by a viterbi decoder 605.



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平10-327126

(43) 公開日 平成10年(1998)12月8日

(51) Int.Cl.⁹ 識別記号

H 0 4 J 13/04

H 0 4 B 7/26

H 0 4 L 7/00

F I

H 0 4 J 13/00

H 0 4 L 7/00

H 0 4 B 7/26

G

C

D

P

審査請求 未請求 請求項の数24 O L (全 25 頁)

(21) 出願番号 特願平10-116412

(22) 出願日 平成10年(1998)4月27日

(31) 優先権主張番号 08/841316

(32) 優先日 1997年4月30日

(33) 優先権主張国 米国 (US)

(71) 出願人 596077259
ルーセント テクノロジーズ インコーポ
レイテッド
Lucent Technologies
Inc.
アメリカ合衆国 07974 ニュージャージ
ー、マレーヒル、マウンテン アベニュー
600-700

(72) 発明者 ハワード シー. ヒュアン
アメリカ合衆国, 07701 ニュージャージ
ー、レッド パンク, マナー ドライブ
3

(74) 代理人 弁理士 三俣 弘文

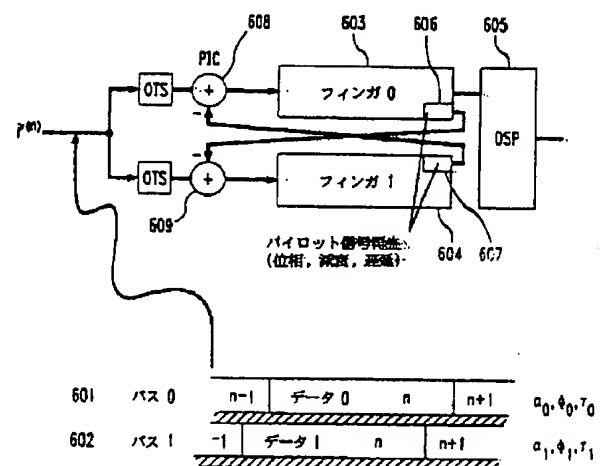
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 CDMA受信機

(57) 【要約】

【課題】パイロット信号干渉除去技術を用いたコヒーレントMC-CDMA受信機を提供すること。

【解決手段】 本発明は、ユーザデータチャンネルと、L個のバスを介しての個々のパイロットチャンネルとを含むコヒーレントCDMA信号を受信し復調するCDMA受信機において、前記所望のデータチャンネルは、あるバスのパイロットチャンネルとは直交し、(A) 1個のバスを介して受信したCDMA信号からデータチャンネルとパイロットチャンネルを見積り減算手段が使用する(L-1)個の除去信号を生成するL個のバス復調器と、(B) 自己の減算手段に関連しない他の(L-1)個のバス復調器のうちの個々の復調器により生成された(L-1)個の除去信号を、減算手段に関連するCDMA信号から減算するL個の減算手段とを有することを特徴とする。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 少なくとも1個のユーザデータチャンネルと、複数のL個（Lは2以上の整数）のパスを介しての個々のパイロットチャンネルを含むコヒーレントCDMA信号を受信し復調するCDMA受信機において、前記所望のデータチャンネルは、あるパスのパイロットチャンネルとは直交し、

(A) L個のパスのうちの1個のパスを介して受信したCDMA信号からデータチャンネルとパイロットチャンネルを見積り、減算手段が使用する（L-1）個の除去信号を生成するL個のパス復調器と、

(B) 関連減算手段に関連しない他の（L-1）個のパス復調器のうちの個々の復調器により生成された（L-1）個の除去信号を、減算手段に関連するCDMA信号から減算するL個の減算手段とを有することを特徴とするCDMA受信機。

【請求項2】 前記（L-1）個の除去信号は、再構成されたパイロット信号であり、

前記各（B）減算手段は、前記再構成されたパイロット信号を復調器へ入力される信号から減算するために、前記関連復調器の前に配置されることを特徴とする請求項1記載のCDMA受信機。

【請求項3】 前記（L-1）個の除去信号は、一対の相関処理で再構成されたパイロット信号であり、前記（B）減算手段は、一対の相関処理で再構成されたパイロット信号をそのデータ／パイロットアキュムレータから出力された信号から減算するために、その復調器のデータ／パイロットアキュムレータの後に配置された一対の減算器であることを特徴とする請求項1記載のCDMA受信機。

【請求項4】 前記除去用のパイロット信号は、1個のシンボルに対し実行された第1チャンネル見積により得られた最新のチャンネル見積を有するチャンネル見積アルゴリズムを用いて再構成され、前記復調器の入力は、1個のシンボルの間、来入するチップレート信号をバッファリングすることにより得られることを特徴とする請求項2記載のCDMA受信機。

【請求項5】 前記除去用のパイロット信号は、前のシンボル間隔復調から得られた最新のチャンネル見積を有するチャンネル見積アルゴリズムを用いて再構成され、これらのチャンネル見積は、パイロット信号の再構成と前のシンボル間隔の復調に用いられることを特徴とする請求項2記載のCDMA受信機。

【請求項6】 第1チャンネル見積の前の減算手段は、1個のシンボルに亘って、前のシンボル間隔復調から得られた最新のチャンネル見積を有するチャンネル見積アルゴリズムを用いて再構成されたパイロット信号を除去することを特徴とする請求項4記載のCDMA受信機。

【請求項7】 前記一対の相関処理で再構成された除去用のパイロット信号は、利用可能な最新のチャンネル見積

を有するチャンネル見積アルゴリズムを用いて再構成されることを特徴とする請求項3記載のCDMA受信機。

【請求項8】 チャンネル見積アルゴリズムの前に減算手段を有し、この減算手段は一対の相関処理されたパイロット信号を再構成するために用いられる出力を有し、パイロットアキュムレータ信号上の除去用に用いられる一対の相関処理されたパイロット信号の成分の第1中間結果を除去することを特徴とする請求項7記載のCDMA受信機。

【請求項9】 (C) 他の（L-1）個の復調器の遅延時間に関連するパイロット除去信号のパルス形状を再構成する再構成用ローパスフィルタ（RLP）をさらに有することを特徴とする請求項1記載のCDMA受信機。

【請求項10】 前記（C）再構成用ローパスフィルタは、有限インパルス応答（FIR）フィルタを用いて実現されることを特徴とする請求項9記載のCDMA受信機。

【請求項11】 前記有限インパルス応答フィルタは、ルックアップテーブルを用いて実現されることを特徴とする請求項10記載のCDMA受信機。

【請求項12】 前記再構成用ローパスフィルタは、係数用のルックアップテーブルを用いて実現されることを特徴とする請求項9記載のCDMA受信機。

【請求項13】 (D) 指定されたマルチパス成分の信号パワーに従って、（L-1）個の除去信号の生成を切り切りする各復調器内のスイッチ手段をさらに有することを特徴とする請求項1記載のCDMA受信機。

【請求項14】 前記パイロットチャンネルは、少なくとも1個のユーザ信号チャンネルに直交することを特徴とする請求項1記載のCDMA受信機。

【請求項15】 前記パイロットチャンネルは、あるパスの所望のユーザ信号チャンネルに非直交であり、各復調器は、復調される前にマルチパス成分の非直交パイロット信号を除去するために（L-1）個の除去信号と付属の除去信号を生成し、前記非直交パイロット信号の除去は、各L個の減算手段内の余分の付属的減算を用いて行われることを特徴とする請求項1記載のCDMA受信機。

【請求項16】 前記複数の信号チャンネルは、ウォルシュ符号を用いて符号化されることを特徴とする請求項1記載のCDMA受信機。

【請求項17】 少なくとも一人のユーザは、複数の信号チャンネルを使用することを特徴とする請求項1記載のCDMA受信機。

【請求項18】 前記コヒーレントCDMA信号は、少なくともQ信号チャンネルとI信号チャンネルを含むことを特徴とする請求項1記載のCDMA受信機。

【請求項19】 CDMAシステムのユーザ局の一部は、少なくとも1つの基地局と複数のユーザ局とを含む

ことを特徴とする請求項1記載のCDMA受信機。

【請求項20】 CDMAシステムの基地局の一部は、少なくとも1つの基地局と複数のユーザ局とを含むことを特徴とする請求項1記載のCDMA受信機。

【請求項21】 減算手段の出力をチャンネル重み付けする手段と、

前記重み付けされた出力を結合する手段をさらに有することを特徴とする請求項1記載のCDMA受信機。

【請求項22】 少なくとも1個のユーザデータチャンネルと、複数のL個(Lは2以上の整数)のパスを介しての個別のパイロットチャンネルとを含むコヒーレントCDMA信号を受信し、復調するCDMA受信機の動作方法において、

前記所望のデータチャンネルは、あるパスのパイロットチャンネルとは直交し、

(A) L個のパス復調器の各々において、L個のパスのうちの1個のパスを介して受信したCDMA信号からデータチャンネルとパイロットチャンネルを見積り、特定の減算手段により使用される(L-1)個の除去信号を生成するステップと、

(B) L個の減算手段の各々において、自己の減算手段に関連しない他の(L-1)個のパス復調器のうちの別の1個の復調器により生成された(L-1)個の除去信号を減算手段に関連するCDMA信号から減算するステップとからなることを特徴とするCDMA受信機の動作方法。

【請求項23】 (L-1)個の除去信号の1つまたは複数の減算を制御する手段、をさらに有し、

前記(L-1)個の除去信号の各々の減算は、関連データチャンネル信号で受信されたパイロット信号とその変動分に基づいて決定されたしきい値レベルの関数として制御されることを特徴とする請求項1記載のCDMA受信機。

【請求項24】 生成され減算されるべき除去信号の組は、式(6)で与えられることを特徴とする請求項23記載のCDMA受信機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、符号分割多重(CDMA)受信機に関し、パイロット干渉除去技術を用いたコヒーレントMC-CDMA受信機に関する。

【0002】

【従来の技術】符号分割多重アクセス(CDMA)は、ワイヤレス通信システムの最も有望なシステムになりつつある。CDMAユーザは、異なる符号シーケンスにより他のユーザから区別されている。CDMA信号がワイドバンドである特徴により、この受信機は、RAKE受信機を用いて内蔵する時間ダイバシティを用いることによりフェージングに耐え得るようになっている。

【0003】RAKE受信機をコヒーレントに実現するためには、パイロット信号を用いてコヒーレント検出に必要なチャンネルの振幅と位相の予測値を得ている。IS-95仕様のCDMAシステムの場合においては、このパイロット信号はユーザの拡散符号に対し直交しており、その結果マルチパスの分散がないという稀な場合においては、パイロット信号は、所望のユーザに対するマッチドフィルタの出力点で干渉を引き起こすことはない。

【0004】しかし、マルチパス分散が存在する場合には、所望の信号に対し直交していない様々な種類のマルチパス成分に起因して、マッチドフィルタの出力点で不要な干渉が存在する。具体的に説明すると、所望のトラフィックチャンネルのあるマルチパス成分にとつては、そのマッチドフィルタの出力は、他のマルチパス成分と、他のチャンネルの他のマルチパス成分と、パイロット信号とに起因する不要な寄与分を有することになる。

【0005】パイロット信号は、ダウンリンク信号のパワーの約20%であるので、そのマルチパス成分は、活性トラフィックチャンネルの全数が多い場合には、近遠効果(near-far effect)により、特に所望のユーザのビット決定に対し損傷を与えることがある。従来のRAKE受信機は、チャンネル間のマルチパス干渉に対し対策を講じていないため、その結果性能が劣化することになる。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】したがって本発明の目的は、パイロット信号干渉除去技術を用いたコヒーレントMC-CDMA受信機を提供することである。

【0007】

【課題を解決するための手段】本発明のCDMA受信機は、受信信号からパイロット信号を除去する。このパイロット信号は、そのマルチパスパラメータ(振幅、位相シフトと遅延)と、そのシグネチャーシーケンス(signature sequence)によって規定されている。この情報はユーザの受信機端末(即ち、ハンドセット)に知られているので、ベースバンドの受信信号の干渉を来すマルチパス成分のパイロット信号が、検出され、所望のマルチパス成分を復調する前に取り除かれる。

【0008】特に本発明のCDMA受信機は、複数のL本(Lは2以上の整数)のパスを介して受信した個々のパイロットチャンネルと、少なくとも1つのユーザデータチャンネルを含むコヒーレントCDMA信号を受信し復調する、そしてこの所望のデータチャンネルは、あるパスではパイロットチャンネルに対し直交している。

【0009】CDMA受信機は、L個のパス復調器を有し、各復調器はL本のパスの内1本のパスを介して受信したCDMA信号からデータチャンネルとパイロットチャンネルを予測し、L個の減算手段(subtractor means)の特定の1つにより使用される(L-1)個の除去信号

(cancellation signals) を生成する。各 L 個の減算手段は、その減算手段に関連する CDMA 信号から $(L-1)$ 個の除去信号 (他の $(L-1)$ 個のパス復調器の別の復調器により生成される) を減算する。

【0010】前復調型 (pre-demodulation) の実施例においては、この $(L-1)$ 個の除去信号は、再構成されたパイロット信号であり、そして各減算手段は、その関連復調器の前に配置され、再構成パイロット信号をその復調器に入力される信号から減算する。

【0011】後蓄積型 (post-accumulation) の実施例においては、各 $(L-1)$ 個の除去信号は、相関器で処理され再構成された一対のパイロット信号であり、各減算手段は一対の減算器であり、これらはその復調器のパイロットとデータのアキュムレータ (蓄積器) の後ろに配置され、一対の相関器処理された再構成パイロット信号をそのデータとパイロットアキュムレータからの出力信号から減算する。

【0012】本発明の他の実施例においては、パイロット信号の除去は、所定レベルを超えて検出されたパス信号レベルに応じてオン、オフに切り換えられる。

【0013】

【発明の実施の形態】図1には IS-95 用に与えられた値を有する同期パイロット符号補助の CDMA 通信リンク用の送信器が示されている。この実施例においては、レート R_b (ビットレート, シンボルレート) でユーザ j と k からデータ信号が符号拡散器 101j と 101k に接続されている。ここでは長さ g ($g=64$) の異なる直交 Walsh 符号が個々のユーザ用の拡散シーケンスとして用いられている。符号拡散器 101j と 101k の出力は、加算器 102 内でパイロット信号と結合されて、Walsh-拡散ベースバンド信号を形成する。最大 $(g-1)$ 個のデータチャネル (制御チャネルを含む) が一度に利用できる (チャネルの1つはパイロット信号により占有されている)。

【0014】この Walsh-拡散ベースバンド信号は、例えばレート R_c で符号化器 104-105 内で別の PN 符号拡散シーケンス (ショートコードあるいはパイロット符号シーケンスとも称する) と乗算される。

【0015】この拡散 (Walsh 拡散とショートコード拡散の両方) が、広い周波数スペクトラムにデータ信号のバンド幅を広げる。このように得られたチップレート信号は、元のシンボルレート信号よりも $g=R_c/R_b$ 倍だけ広いバンド幅を占有する。例えば、この拡散シーケンスは、I チャネルと Q チャネル (QPSK 拡散) に対しては、異なる周期的二進 PN シーケンス (PN は疑似ノイズ) である。この拡散シーケンスは、「チップシーケンス」とも称し、そのため拡散後の処理レートは、「チップレート」 R_c とも称する。

【0016】未変調パイロット符号 (Walsh 符号は 0 で、常に +1 で、そのデータは常に +1) がデータ信

号内に組込まれ、受信機のデータチャネルのコヒーレント復調用に位相基準として用いられる。全てのユーザに対して1個のパイロットチャネルで十分であるが、それは同期 CDMA リンクだからである。

【0017】符号化器 104-105 からの出力は、それぞれ FIR フィルタ 106 と 107 でフィルタ処理される。FIR フィルタ 106, 107 の出力は、その後それぞれ無線キャリア周波数信号 $\cos(\omega_c t)$ と $\sin(\omega_c t)$ を用いて変調器 108 と 109 によりアップコンバートされる。変調器 108, 109 の出力は無線周波数信号であり、これらの信号はコンバイナー 110 内で結合されて、アンテナ 111 を介して無線で移動局ユーザに送信される。

【0018】この無線周波数 QPSK/CDMA 信号は、合算された全てのチャネル (データチャネル, パイロットチャネル) を含む。レート R_b でのベースバンド内 (シンボルとも称する) の 1 ビットは、チャネル上のレート R_c の g 個のチップからなる。

【0019】例えば、IS-95 の送信器においては、パラメータは次の通りである。 $R_b=19.2 \text{ kbps}$ (kilobit per second), $R_c=1.2288 \text{ Mcps}$ (megachip per second), $g=64$ 。

【0020】図2は、移動局で使用される CDMA 受信機を表すブロック図である。アンテナ 201 を介して受信した無線周波数信号は、変調器 202, 203 によりそれぞれ無線周波数信号 $\cos(\omega_c t)$ と $\sin(\omega_c t)$ を用いてダウンコンバートされる。ダウンコンバータの機能を実行する変調器 202, 203 の出力は、それぞれアンチリアシング LPF (ローパスフィルタ) 204, 205 によりフィルタ処理されて、ベースバンド I 信号とベースバンド Q 信号を生成する。

【0021】その後、この I 信号と Q 信号は、デジタル信号プロセッサ (DSP) 209 の制御下で動作する CDMA RAKE 受信機 208 により復号化され、逆拡散されて、出力データ信号 210 を生成する。DSP は、異なるマルチパス成分を追跡する別々のフィンガにより受信したデータ信号の重み付き平均を出力する。

【0022】パイロット干渉除去 (pilot interference cancellation) を行う本発明の CDMA 復調器フィンガの実施例を説明する前に、従来技術にかかる CDMA RAKE 受信機の動作について説明する。RAKE 受信機は、他のユーザに起因する干渉が存在しない場合には、マルチパス環境内で信号を受信するのに最適なメカニズムである。しかし本発明の CDMA システムは、他のユーザによる干渉が存在する場合に適用される。その理由は、所望の信号と干渉信号の間の相互相関 (cross-correlations) は非常に低く、RAKE 受信機は非常に良好な (しかし必ずしも最適ではない) の性能を与えるからである。

【0023】RAKE 受信機の例は、次の文献に記載さ

れている。

1) "A Communication Technique for Multipath Channels" by R. Price and P.E. Green Jr.; Proceedings IR E, Vol. 46, Pages 555-570, March, 1958

2) "Introduction to Spread Spectrum Anti-multipath Technique and Their Applications to Urban Digital Radio" by G. L. Turin; Proceedings IEEE, Vol. 68, No. 3, Pages 328-353, March, 1980

3) "Digital Communications" by J. G. Proakis; McGraw-Hill, 1989

【0024】図3は、CDMA受信機のブロック図である。RAKE受信機は、マルチパス環境において、異なるパスを介して到達した受信信号の固有の時間ダイバシティの利点を利用して、CDMAシステムの順方向リンクと逆方向リンクの両方で用いられる。

【0025】アナログのI信号(I)とQ信号(Q)は、それぞれA/D回路301と302でデジタル信号に変換される。制御論理回路303は、デジタル信号プロセッサDSPのインタフェース機能と、制御機能と、共通タイミング機能とをCDMA受信機に与える。制御論理回路303は、DSP(図示せず)からのDSPパスを介して受信した信号の制御下で動作する。RSSI(受信信号強度インディケータ)304が、様々な信号パスを介して受信したI信号とQ信号の全受信信号パワーを計算する。

【0026】RAKE受信機においては、数個(通常4個)のほぼ同一機能のフィンガユニット305-308がある。各フィンガ305-308を用いて、マルチパス環境下で異なる空間パスを介して到着した受信信号を復調する。これらのフィンガ305-308は基本的に同一であるが、但しこれらは時間遅延、減衰特性、位相特性が異なる。フィンガユニット308はさらに付属の小型論理回路を有し、それを高速パイロットサーチャとして用いることができる(図1に示したWalsh信号パイロットを検出するコヒーレント受信機内で使用される)。

【0027】パイロットサーチャフィンガ308は、来入信号をパイロットPNシーケンスでもって連続的に相関をとることにより来入信号を検査する。パイロットサーチャフィンガ308は、異なる基地局とマルチパス成分とを検出し、それぞれのPNオフセットを復調用フィンガ305-307に配信する。

【0028】各復調器のフィンガは、来入したマルチパスで歪んだ信号のあるパスのコヒーレント復調を実行する。

【0029】図4は、コヒーレントCDMAの従来技術にかかるレイクフィンガのアーキテクチャである。コヒーレントCDMA受信機内のIS-95RAKEフィンガは、3個の複合相関器を有し、それぞれ402はパイロットオンタイム検出用で、403はパイロット早期/

遅延の検出用で、404はデータオンタイムの検出用であり、これらが一体となってタイミング信号を再構成する。この構成によりデータ複合相関器404による単一Walshチャネル上のデータの復号化と、逆拡散化が可能となる。相関器402-404のデータ出力は、その後DSPパスを介してDSP420に出力される。

【0030】I/QPN生成器405が、入力符号を相関器402-404に与える。Walsh関数生成器406は、Walsh符号をデータ複合相関器404に与える。制御回路407とスリウ制御論理408がRAKEフィンガの動作に制御信号を与え、かつDSPパスへのインタフェースを与える。

【0031】次に従来の変数名の定義を示す。

T_c 秒あたりのチップ持続時間

$R_c = 1/T_c$ チップレート、IS-95では1.288Mcps

$R_b = R_c/N_c$ ビットレート(即ち、シンボルレート)、IS-95では19.2kbps

N_c シンボル(ビット)あたりのチップ数、IS-95では64

【0032】A パイロットゲイン(単一のユーザ振幅と比較した)

ρ 各IチャネルとQチャネルに対し、1チップ間隔の間得られたサンプル数(オーバーサンプリング係数)

$\Delta T_l = (\Delta_l + \delta_l \cdot 1/\rho) T_c$ メインパス成分に対するl番目のマルチパス成分の遅延時間、ここで Δ_l は整数部分(チップの遅延)で、 δ_l がチップの分数部分(チップの $1/\rho$ 部分の遅延)、 Δ と δ は整数値で $\delta = 0 \dots \rho - 1$

【0033】 $\tau_l = \rho \Delta_l + \delta_l$ サブチップ内のパス0に対する遅延; 1チップは ρ 個のサブチップから構成される($\tau_0 = 0$ と仮定)

L マルチパス成分の数; インデックスは $l = 0 \dots L - 1$ (1) (n) 他のマルチパス成分からのノイズを含むマルチパス成分lに対するn番目のシンボルの受信信号ベクトル(各ベクトル要素は、複素数)

【0034】 $p_{(l)}^{(n)}$ マルチパス成分lに対するn番目のシンボルのpNショートコード(ショートコード、パイロット符号とも称する)

$s_{k(l)}^{(n)}$ マルチパス成分l(ユーザk)用のn番目のシンボルのシンボルシグネチャーコード(Walsh-code)でベクトル要素は実数

【数1】

$$\hat{c}_{(l)}^{(n)}$$

上記の符号は、マルチパス成分lに対するn番目のシンボルから得られた復号チャネル予測値(これはベクトルではない)

【0035】

【数2】

$$\hat{c}_{(i)}$$

上記の符号は、マルチパス成分1の利用可能なチャネル予測値の組

【数3】

$$r(\hat{c}_{(i)}, n)$$

上記の符号は、より信頼できるチャネル予測値（平均化、FIR-LPフィルタ処理）を得るためのチャネル予測値上で実行される関数；計算に使用される最新の予測値はシンボルnの予測値である

【0036】 $y_{(i)}^{(n)}$ マルチパス成分1に対するn番目のシンボルの復調器出力

$r^{I,Q}[i] = r[i]$ サブチップレート ρR_c での全合成の ρ 倍でオーバーサンプルされた復号信号

【数4】

$$\hat{r}^{(n)}$$

上記は、受信信号ベクトル ρR_c

【0037】従来の受信機

図5にパイロットオンタイム複合相関器（図4の402）と、データ1オンタイム複合相関器（図4の404）の基本的な復調器の構造をマルチパス成分が0の複合信号処理ブロックとして示す。要素501-504は、パイロットオンタイム相関器402の機能を与え、一方501-503、507、508は、データ1オンタイム相関器404の機能を与える。図5に用いられた複素数のグラフ表示は、同図に示すように入力信号は $r[i] = r^I[i] + jr^Q[i]$ である（即ち、図4のI信号とQ信号である）。

【0038】来入信号 $r[i]$ は、チップーシンボルあたりの ρ 個のサンプルである、オーバーサンプルされた複合QPSKDS/CDMAベースバンド信号（ダウンコンパート後の）である。オンタイムセクタ501は、後続の処理のためにチップあたり ρ 個のサンプルのうちの1つをピックアップする。信号 $r_{(n)}[i]$ を乗算器503内で複合共役回路502から受信した適宜に整合化したショートコードのPNシーケンス $p_{(i)}^{(n)}$ と乗算することによりパイロット信号の逆拡散が実行される。

【0039】乗算器503からの信号から上側のアキュムレータ通路（1シンボルに亘る蓄積（accumulation））からチャネル予測値（数1式）が得られる。チャネル予測相関器と称するこの上側通路は、アキュムレータ504と選択的にチャネル予測アルゴリズムブロック（Channel Estimation Algorithm Block (CAL)）505と、複合共役回路506とを有する。

【0040】特定のマルチパスに対するチャネル係数は、シンボル毎に大幅に変化するわけではないので、現在のシンボルに対するチャネル係数予測は、CAL505により改善され、そしてこのCAL505は、アキュムレータ504からの現在の出力と全ての得られたチャ

ネル予測の重み付き平均を生成する。シグネチャーコード $s_{k(1)}^{(n)}$ の（ユーザkのWalsh符号）を除去すると、下側通路、即ちデータ相関器507-508は二進情報を再構成し、この二進情報を乗算器509内で上側通路からの複素共役チャネル予測値（チャネル重み付け値）と乗算することにより、信号スペース（位相/減衰相関）に整合する。

【0041】ブロック510は、乗算器509からの複合信号（チャネル予測出力とデータ相関器出力の積）の実部を取り、それを図6のデジタル信号プロセッサ（DSP）620として示す受信機の復号化部分（ビタービ復号化器、スライサーあるいはマルチパス結合器）に入力する。

【0042】CALブロック505に関しては、チャネル予測値（数1式）は、シンボルレートでもって得られる。（このチャネル予測値は、パイロットチャネル振幅を含む。理由は、このチャネル予測値は、パイロットチャネルと相関をとることにより得られたためである。）より信頼性のあるチャネル予測値を得るためには、最後の N_α 個のチャネル予測値（nはチャネル予測計算アルゴリズムに含まれる最新のチャネル予測値のインデックスとする）のある種の重み付けの和である下記式をとること、例えばローパスFIRフィルタ処理をすることは一般的である。

【数5】

$$f(\hat{c}_{(i)}, n)$$

【0043】CALアルゴリズムの利点は、フェージングとVCXOオフセットのようなチャネル特性により、制限される。その理由は、チャネルパラメータは、平均化（即ち、線形挿入も可能である）の間ほとんど一定に維持しなければならないからである。CALの複雑さを増加させることを考えると、大部分の時間1シンボルに亘るチャネル予測値で十分であることが分かる。しかし、後述するように本発明のパイロット除去系はある特定のチャネル予測アルゴリズムに限定されるものではない。

【0044】以下の説明においては、どのチャネル予測値（最新の？）がパイロット再構成に使用されるCALに含まれるか、および復調のどの部分が除去の利点を利用しているかを明確にすることが重要である。復調は常に最新のチャネル予測値の知識を有しているが、パイロット再構成は、必ずしも有しているわけではない。

【0045】アキュムレータブロックに関しては、その出力点で記憶容量を有している、あるいは要素をホールディングできると仮定している。アキュムレータは、各シンボルクロックサイクル毎に最新の蓄積値を新たな蓄積値で更新するまでその値を保持している。

【0046】図4の従来の受信機に基づいて、前置および後置の復調除去構造の両方に本発明のパイロット除去

系を適用した数個の実施例を示す。本発明の構造は、ブロック503-510を含む復調ユニット520を用いている。

【0047】図面を単純化するために、2個のパス信号に着目し、このため2個の復調フィンガ、即ちフィンガ0とフィンガ1のみを示す。これ以上の数のパス/フィンガへの拡張は当業者には容易であろう。

【0048】前復調除去系

前復調除去系においては、パイロット干渉除去（減算）がチップーサンプル上で実行される。

【0049】図6に本発明のパイロット干渉除去（Pilot Interference Cancellation (PIC)）系の外観を示す。図6の本発明の受信機は、2本のパス611と612のみを経由した信号を受信し、そのため受信機の通常は3本以上のフィンガのうち2本のみを使用する（図3参照のこと）。フィンガ603、604は、それぞれ異なるパス信号601と602を前述した方法で復調するよう動作する。

【0050】この実施例の受信機は、複合信号 $r^{(n)}$ を受信するが、それがパス0とパス1からの両方の信号を表すことは認識していない。これらパス0とパス1の信号は、減衰 α 、位相 ϕ 、パス遅延 τ の点で異なっている。パイロット信号は、受信パス信号のパワーの約20%を示すので、パス1のパイロット信号をパス0の受信信号から取り除くことができ、そしてその逆もまた可能であるならば、その結果受信機はより正確な復調を実行できることを発明者は認識した。

【0051】このことを考慮すると、フィンガ603、604を変更してパイロット再構成回路606、607をそれぞれそれらのフィンガ603、604に追加して、パス0からのパイロット信号611と、パス1からのパイロット信号612を再構成する。パス0の受信信号 $r^{(n)}$ である $r^{(0)}$ は、オンタイムセクタ回路（on-time selector circuit (OTS)）によりまず処理されて、その後変更したフィンガ603により処理される。パス1の受信信号 $r^{(n)}$ である $r^{(1)}$ は、同じくオンタイムセクタ回路（OTS）602によりまず処理されて、その後修正されたフィンガ604により処理される。

【0052】パイロット再構成回路606、607は、予測された減衰 α 、位相 ϕ 、パス遅延 τ でもってパイロット信号を再構成する。同図に示すようにパス0からの再構成パイロット信号は、加算回路609内でパス1の信号から減算される（即ち除去される）。本発明の前除去系においては、パイロット干渉除去（減算）は、復調が行われる前にチップーサンプル上で実行される。

【0053】同様にパス1からの再構成パイロット信号は、加算回路608内でパス0の信号から減算される。それぞれパス1とパス0のパイロット信号を減算して得られたパス0とパス1の信号は、その後さらにそれぞれ

フィンガ0とフィンガ1内で正確に復調される。前述したと同様に、フィンガ0と1からの出力信号は、例えばDSP605内で実行されるようなビット決定、あるいはビタービ復号化装置内で処理される。

【0054】A. ーバッファを有するパイロット除去（ディテクタA）

図7はパイロット除去用に最新のチャネル予測を獲得するために、シンボルバッファを用いた2フィンガの前除去構成の詳細図である。本発明によれば、パイロットを再構成し、それを復調の前に除去する現行のシンボルのチャネル予測値を使用するために、データは蓄積しなければならない。その後この処理は次の3段階で行われる。

【0055】1. 各フィンガIに対して、受信信号からI番目のマルチパス成分のチャネル予測値を得て、この予測値を用いてパイロットを再構成する。

2. L個の蓄積された受信信号の各々に対して、他の(L-1)個のマルチパス信号により引き起こされたパイロット干渉を除去するためにこの再構成されたパイロットを使用する。

3. このようにして得られた信号を復調する。

【0056】図7は、この手順に従って作用する構成を示す。以下の説明においては、ダッシュを付けた番号は、ダッシュの付いていない番号のブロックと同一の働きをする。同図に示すようにブロック501'-505'、509'、520'は、ブロック501-505、509、520（図5に示す）と同じ働きをする。ブロック700と700'は、正規化された（705と705'により）チャネル予測値（504-505、504'-505'を用いて得られた）を用いる別個のパイロットディテクタである。

【0057】パイロットディテクタ700と700'のパルス整形は、それぞれRLPブロック701と701'（再構成ローパスフィルタ）を用いて考慮に入れられる。RLP701と701'は、遅延が複数のチップ持続期間に存在しない場合には必要である。パルス整形を考慮しないとビットエラーレート（Bit Error Rate (BER)）は増加する。RLPの実現方法を以下に説明する。

【0058】パイロットディテクタ701と701'がパイロット信号を再構成している間、シンボルバッファ703-704と703'-704'により、シンボルデータを蓄積しておくことができる。

【0059】一方のブランチにおいてRLPにより導入された遅延を除去するために、小さなRLP遅延バッファ z^{-D} が他方のブランチに付加されるために必要である（DはチップーサンプルのRLP遅延で、 $D=N/2$ で、NはRLPフィルタのタップ数）。かくして遅延量 z^{-D} 702と702'は、それぞれRLP701と701'を補償する。

【0060】選択事項として、あるチップの範囲における遅延オフセット（シンボルあたりのチップの全数に比較して小さな）に対して、遅延706-708と706'-708'として示される下記の整合バッファの影響を考慮してもよい。

【数6】

$$z^{-\bar{\Delta}_i}, \bar{\Delta}_i = \left(\max_{L=1} \Delta_i \right) - \Delta_i$$

【0061】このような影響は、無視できると我々は考えた。理由は実際に実現する際に全てのフィンガの出力の組み合わせはシンボルレートで実行されるからである。それ故に整合バッファ706-708、706'-708'は必要ではない。このことを考慮すると、チップサンブルレベルで整合バッファに必要とされるハードウェアは必要ではない。そのため以下に示す実施例では、この整合バッファは取り除いてある。

【0062】パス0のパイロット信号がパイロットディテクタ700内で再構成された後、このパイロット信号は加算器711'に加えられ、復調器520'による信号の復調の前にパス1の信号から減算される。パイロットディテクタ700のRLPブロック701からの非パルス整形（遅延しただけであり、RLPの説明を参照のこと）出力は、遅延され、共役化され、乗算器503への入力として用いられる。

【0063】同様にパス1のパイロット信号は、パイロットディテクタ701'内で再構成され、これは加算器711に加えられ、復調器520による信号の復調の前にパス0の信号から減算される。パイロットディテクタ700'のRLPブロック701'からの非パルス整形出力は、遅延され、共役化され、そして乗算器503への入力として用いられる。

【0064】本発明の他の実施例によれば、ディテクタAを変更すると、パイロット再構成に使用されるチャンネル予測値（700と700'から得られる）は、復調プロセス（復調器520と520'による）にも使用できるようになる。このような実施例においては、本発明はフィンガあたり2個の位相予測蓄積とCALブロックを必要とはしない。しかし、このことを実行することにより、データ相関器のみがパイロット除去から利点を受け、そのためこの構成はBER性能が落ちる。この同一構成の若干の変更は、次に述べるディテクタCについても適用可能である。

【0065】図8、9には図7のディテクタAのタイミングチャートを示す。図8のタイミングチャートは、パイロット再構成用のチャンネル予測値が、シンボルタイミングに対していかに得られるかを示したものである。シンボルバッファ（例、703）は、シンボルnのパイロット除去がシンボルnのデータから得られたチャンネル予測値（最後に得られたチャンネル予測値）に対し実行することを補償している。整合バッファ（例、706）によ

り、パイロット除去用の新たなチャンネル予測値は復調プロセスの開始点で得られる。

【0066】図9には、パイロット再構成用のチャンネル予測値が整合バッファを利用しないタイミングチャートを示す。整合バッファを有しない性能の劣化は、遅延オフセット τ_0 があるチップのディメンジョン内にある場合には（ $\tau_0 = 0$ と仮定して）無視できる。

【0067】ディテクタAの動作

レイレイフェージング環境においては、ディテクタAの利点は、ディテクタがパイロット再構成用に得られる最新のチャンネル予測値を有しており、これがチャンネル特性がシンボル毎に大幅に代わるような場合にBER上に好ましい影響を有することである。

【0068】しかし、AWGNチャンネルにおいては、チャンネル特徴はシンボル毎に変化しないので、検出器Bに対する改善点は存在しない。

【0069】パイロット信号を再構成するために、チャンネル予測値は除去段を通らない信号から得られる。この点に関しては、後述する巡回構成は利点を有するが、その理由はチャンネル予測値は除去段を既に通過したデータから得られ、それ故にノイズの影響が少ないためである。

【0070】実際にはチップサンブルは、4ビット解像度（IサンプルとQサンプル）を有する。かくしてパイロット再構成プロセス全体は、低ビット解像度（RLP：4ビット、チップレート乗算：4ビット）でもって動作することができる。位相整形を考慮しない場合には、チップレートでの乗算さえも必要ではない。チップレートの乗算を避ける別の方法は、後述する後変調計で説明する。

【0071】B-バッファなしの循環型構成（ディテクタB）

図10には前のチャンネル予測値を用いることのない循環型前除去を使用する受信機を示す。この構成は、バッファが必要ないために実現するのに最も有望な構成である。付属のハードウェアは最少で済む。復調器520（フィンガ0）と520'（フィンガ1）から前のシンボルn-1の復調に用いられるチャンネル予測値1001と1001'をそれぞれフィンガ0と1の次のシンボルnのパイロット信号の再構成と除去に再利用する。このパイロット再構成は、回路1010と1010'で行われる。除去は、減算器711、711'内で行われる。ディテクタBは、残りのブロックは、前述したブロックと同一の番号を付してある。

【0072】図11には、パイロット再構成用にチャンネル予測タイミングを示すディテクタBのタイミングチャート図を示す。シンボルnのパイロット除去は、シンボルn-1のデータから得られたチャンネル予測値と共に一部が動作する（シンボルn、n-2の予測値と共に）。

【0073】ディテクタBの動作

この構成の不利な点は、最新のチャンネル予測値が除去に利用できないことであり、その結果高速のフェージング環境において、性能が劣化することになる。

【0074】しかし、循環ループには有効な副次的効果がある、この構成ではパイロット信号を再構成するのに用いられるチャンネル予測値は、前述したパイロット除去段を通過したデータから得られる。

【0075】C-バッファを有する循環型構成（ディテクタC）

図12は、上記で説明した2つの概念を組み合わせた構成を示す。まず第1に、パイロット再構成用にCAL内で得られる（700と700'による）最新のチャンネル予測値を有するバッファ（即ち、703と703'）を用い、そして第2に、循環ループ（即ち、1010と1010'）を用いて、その結果パイロット再構成のチャンネル予測さえも前のチャンネル除去から利点を得ることができる。

【0076】同図に示すように巡回ループブロック1010'により、パス1からの検出パイロット信号は、

（加算器1210を用いて）パス0のパイロット検知器700へ入力される信号から減算される。同様に巡回ループブロック1010により、パス0からの検出パイロット信号は、（加算器1210'を用いて）パス1のパイロット検知器700'へ入力される信号から減算される。再びディテクタCの残りのブロックは、前述した図と同一の方法で番号がふされている。

【0077】パイロット再構成用のチャンネル予測値を使用するディテクタC用のタイミングチャート（図示せず）は、ディテクタAのそれと類似する。但し、パイロット再構成用のよりよいチャンネル予測値を提供するさらに別の除去手段を有する点が異なる。

【0078】ディテクタCの動作

ディテクタCは、パイロット再構成用に得られる最新のチャンネル予測値と前の除去から利点を有するデータから得られるパイロット再構成用のチャンネル予測値の両方を組み合わせる。しかし、ディテクタBの性能向上は、ハードウェアの複雑さ（シンボルバッファとRLPを用いた第2のパイロット再構成処理とチップレートでの乗算が必要である）を正当化できるほど優れたものではない。

【0079】後蓄積除去系

この後除去系においては、パイロット除去（減算）は、シンボルレートR_bで実行される。後除去を行う目的は、チップレートR_cでの乗算を回避するためである。

【0080】A-後復調除去（ディテクタD）

前除去系においては、例えば図13においては、再構成パイロット信号C_(i) [i]は、復調の前にチップレートで受信信号r [i]から加算器1300内から除去される。図13のAにおいては、除去段（加算器1301と1302）は、蓄積器（1303と1304）の後ろ

に配置され、シンボルレートサンプルに対し除去を実行する。

【0081】図14のディテクタDは、オンタイムセレクト501と501'、CAL回路1410と1410'、復調器520と520'とパイロットディテクタ1410と1410'、加算回路1420とを有する。オンタイムセレクト501と501'と復調器520、520'の動作は前述した通りである。

【0082】ディテクタDは、個々に蓄積され（パイロットディテクタ1410と1410'内で）、シンボルレートR_bでのチャンネル予測値（復調器520と520'とCAL回路1401と1401'からの）で乗算された（乗算器1402、1403と1402'、1403'）再構成パイロット信号を用いる。その後1402と1402'から得られたパイロット信号は、加算器1421と1421'内で加算されて、それぞれ520と520'のトラフィック（データ）信号となる。その後乗算器1403と1403'から得られたパイロット信号は加算器1422と1422'内で加算されてそれぞれ復調器520と520'のチャンネル予測値になる。

【0083】後除去の有効な副次的効果は、パイロット再構成用にCAL内に最新のチャンネル予測値を含むためにシンボルバッファ（例、図7の703）はもはや必要なく（そして整合バッファ、例えば706さえも必要ではない）、その理由はチャンネル予測乗算は、現行シンボルの終わりまで遅延するからである。ディテクタDの構成は、図7に示す整合バッファを示すディテクタAと等価であるが、シンボルバッファも整合バッファも必要とはしていない。

【0084】図15にはディテクタDのタイミングチャートが示されている。同図に示すようにシンボルレートR_bでの蓄積器の結果は、全てのパスが時間的に整合するまで保持され（遅延オフセットは、シンボル期間よりも通常短い）、そしてその後除去が最新のチャンネル予測値で実行される。シンボルレートでの遅延整合制御（蓄積器の出力が保持される）は、同図には明示していない。ディテクタDの性能はディテクタAのそれと類似である。

【0085】B-多段後除去（ディテクタE）

ディテクタDの後除去系は、前のパイロット除去の利点を利用するチャンネル予測値を用いてパイロット信号の除去を行わなかった。ディテクタEの構成を図16に示す。

【0086】ディテクタEは、オンタイムセレクト501と501'、CAL回路1401と1401'、復調器520と520'、パイロットディテクタ1410と1410'、加算回路1420、乗算器1402、1403と1402'、1403'とを有し、これらの動作は前述した通りである。さらにまたディテクタEは、CAL回路1601と1601'と乗算器1602と16

02' とを有し、1410と1410' のチャンネル予測値のみが更新される (refined) ような第1除去段を提供する。その後、より良好なチャンネル予測値を用いて実際の除去が加算回路1420内で行われる。

【0087】ディテクタEのタイミンググラフは、図15のディテクタDのそれと同一である。

【0088】ディテクタEの動作

ディテクタEの動作は、ディテクタCに類似する (若干良好であるが)、その理由はパイロット再構成用に使われる、あるいは除去前の全てのチャンネル予測値は最新のもののだからである。より良好なチャンネル予測値を得るためには何段の除去段でも用いることができる。しかし、最も可能性のあるものとしては1段ではハンドセット受信機 (図2) 内で実現するのに値しない、その理由は、若干良好な程度のチャンネル予測値の利点は、それほど重要ではないからである。

【0089】E-3フィンガ構成の例

図17には、前のチャンネル予測値 (即ち、図10のディテクタB) と働くバッファを有さない循環前除去を用いた3フィンガ (3パス) の受信機の構成を示す。IS-95のハンドセット受信機では3フィンガの設計のものが提案されている。

【0090】RLP (例、601) は2個の出力を有するが、その理由はこの2個の他のフィンガ1, 2は、そのオンタイムサンプルに対し異なるタイミングを有することがあるからである。かくして、例えばパイロット0のパルス整形の再構成は、フィンガ1と2に対し、2個の異なる部分遅延オフセット δ_1 , δ_2 を必要とする。

$$h[i] = \text{sinc}\left(\pi \frac{i}{p}\right) \frac{\cos\left(\pi \alpha_{\text{off}} \frac{i}{p}\right)}{1 - \left(2\alpha_{\text{off}} \frac{i}{p}\right)} = \begin{cases} 1, \frac{i}{p} = 0 \\ 0, \frac{i}{p} \neq 0 \text{ (ISI-free)} \end{cases} \quad (*2)$$

ロールオフ係数 α_{off} (IS-95では $\alpha_{\text{off}} \approx 0$) で、 i はサブチップサンプルインデックスである。

【0094】図18には、サブチップインデックスを有する信号 $P[i]$ のショートコードシーケンスを示す。図19には、最大4個のサイドローブのナイキストレイズドコサインフィルタ (Nyquist-raised cosine filter) の正規化された時間領域インパルス応答を示す。

【0095】図20には、マルチパス成分0のパルス整形パイロットの例を示す。上記のパイロット信号は、マルチパス成分0に属する。その後チップレートでのオンタイムサンプルは、(理想的には) +1 または -1 (正規化された) のいずれかである、その理由は、ナイキストパルス整形フィルタは、送信機内で用いられるからである (オンタイムサンプルには近傍インパルスのISIは存在しない)。実際には、送信機内に二乗ルートのナイキストレイズドフィルタ (square-root Nyquist raised filter) が存在する受信機内のパルス整形マッチドフィルタ (また、二乗ルートのナイキストレイズドフィルタ) と共に受信機のベースバンド内でナイキストレイズ

フィンガ0 (パス0) においては、フィンガ1, 2 (パス1, 2) の両方からのパイロットは、フィンガ0に入力される信号から除去される。同様にフィンガ1, 2もその入力信号から除去された他のチャンネルのそれぞれのパイロット信号を有する。この受信機の残りの部分は図10のBで説明したディテクタと同一の動作をする。

【0091】再構成ローパスフィルタ (RLP)

大部分の時間 T_c ($\delta_1 \neq 0$) の小数点以下の遅延となるマルチパス成分が存在する。その後、パルス整形が考慮に入れられる。

【0092】A-パルス形成の再構成の必要性

図18-20は、マルチパス成分のタイミングオフセットが T_c のマルチプル内に存在しない場合に、パルス整形再構成ローパスフィルタ (RLP) の必要性を示している。マルチパス成分0のサンプリングパイロット信号

(例、Iチャンネル) の一部を示す。この実施例においては、サンプリング時間は、 $T_s = i \cdot T_c / p$ と仮定し、ここで i は整数で、 I/Q 位相シフトは存在せず、信号はオンタイムサンプルで1に正規化されていると仮定している。

【0093】

【数7】

$$pilot'_0[i] = P'_0[i] \cdot h[i] = \sum_{j=-\infty}^{\infty} P'_0[j] \cdot h[i-j] \quad (*1)$$

正規化されたナイキストパルスシェーブでは、
【数8】

ドコサインパルス整形が得られる。

【0096】このパイロット信号を他のマルチパス成分 (フィンガ)、例えば成分1から除去するために、それぞれのマルチパス成分1のオンタイムサンプルにおいて、パイロット信号0のパルス整形を考慮する必要がある。言い換えると、マルチパス成分0のパイロット信号を成分1から除去するためには、信号1 (RLP係数 α_j , δ_1) のオンタイムサンプルで、パイロット0のパルス整形を再構成する必要がある。 T_c のマルチプル内に遅延を仮定していないので、成分1のオンタイムサンプルはどこか (in between) にあり (このことは $\delta_1 \neq 0$ を意味する)、それ故に (*1) によればパイロット信号0のパルス整形は重要である。

【0097】再構成ローパスフィルタのFIRでの実現方法は、極めて単純である。Nタップ (Nは偶数) の有限数でもって、式 (*1) の離散畳み込み加算を近似する。

【0098】図21には、再構成ローパスフィルタ (RLP) のFIR実現を示す。FIR係数は、 α_j , $\delta = h$

$[(j - N/2) \cdot \rho + \delta]$ で、それ故に遅延 $\tau = \rho \Delta + \delta$ の分数部分 δ に依存している。 $\delta = 0$ の場合には、 $\alpha_{N/2,0}$ のみで、他の係数はゼロとなる。これは T_c の整数倍数 (integer multiples) の遅延についてあてはまる。チップレートでのパルス整形出力は次式で表される。

【数9】

$$p_{l,0}^{l,0}[i] = \sum_{j=0}^{N-1} a_{j,0} \cdot p^{l,0}[i-j]$$

ここで i はチップサンプルインデックスで、 $p^{l,0}[i]$ はショートコードシーケンスである。

【0099】RLPを実現する他の側面

1. タップの非常に小さな数 N (4 さらにまた 2 でさえ) もパイロットパルス整形の十分な近似を得るのに十分であることが分かる。

2. 乗算器 (係数) は単純なスイッチである、その理由は来入 PN シーケンスは、 $+1$ と -1 からのみ成立しているからである。

3. パルス整形 $h[i]$ は、 $N/2 \cdot \rho$ の値に対する (対称の) ルックアップテーブルとして記憶できる。かくして $N=4$ タップ、 $\rho=8$ と 4 ビットの値に対しては、テーブルのサイズは 64 ビットである。

【0100】4. 1 個のルックアップテーブル (そしてスイッチも加算器も不必要) として実現できる。来入 PN シーケンスの N 個の二進値を通り、少数点以下の遅延 (fractional delay) $\delta = 0 \cdots \rho - 1$ に従って出力を生成する。このテーブルのサイズは、 $2^N \cdot \rho$ の値であり、対称性を利用して $1/4$ に縮めることができる。しかし、より複雑なアクセスメカニズムが必要となる。そして再び $N=4$ タップで、 $\rho=8$ と 4 ビットの値の場合には、テーブルサイズは対称性を利用しない場合には 512 ビットで、対称性を利用した場合には 128 ビットである。最も可能性のあるものとして 3 が実現し易い。

【0101】5. FIR フィルタにより導入されたチップレベルでの遅延処理は、 $D_{FIR} = N/2$ チップである。この遅延を補償するために、 PN ショートコードの RLP への入力は、 PN シーケンスを復調することに比較して D 個のチップだけ前もって実行される (PN 周期内で)。このことは、タップ付きの遅延ラインの中央部から復調用の PN シーケンスを取り出すことにより容易に実行できる (図 21 のポイント X を参照のこと)。

【0102】6. フィンガあたり再構成する 2 個以上のパイロット信号が存在する (マルチパス成分 1, 2 に対し、2 個の異なる少数点以下遅延オフセット δ_1 , δ_2 でパイロット 0 を再構成する) 場合には、それぞれの遅延オフセット δ_2 に従ってフィンガ 0 で第 2 の RLP を必要とする。RLP フィルタのタップ付き遅延ラインは、両方にとって同一であるため、新たな組の係数 α_{j, δ_2} を既存の RLP α_{j, δ_1} に加え、タップ付き遅延ラ

インを共有する必要がある。これにより複雑さが解消する。

【0103】さらなる実現方法

高速フェージングのシミュレーションにおいては、パイロット干渉除去は、パイロット信号再構成用に使用されるチャンネル予測値が所定のパワーしきい値を超えたマルチパス成分から得られる場合にのみ、パイロット干渉除去を実行しなければならないことが分かった。それ以外の場合には、悪いチャンネル予測値を用いることによりパイロット除去の BER 利点を不必要に損なうことになる。

【0104】この目的のために単純なスイッチが提案されている設計の各フィンガに付加され、その成分の受信信号パワーが小さすぎる場合 (短く深いフェージングに起因して) には、それぞれのマルチパス成分用のパイロット除去を切り離す。各マルチパス成分の信号パワーは、実際の実現方法でいずれにしても計算できる。かくして、余分のハードウェアは必要とされないが、但しスイッチとしきい値検出器は必要である。

【0105】本発明の他の特徴によれば、スイッチは特定のパイロット信号用のパイロット干渉除去を行うか否かを制御する。このスイッチの決定は、最少平均二乗誤差基準 (minimum mean-squared error criterion (MMSE)) に従うと最適であり、線形結合器としきい値装置を用いて実現できる。単純な決定デバイスでは、キャンセルするパイロットの最適な組を決定し、理論的に本発明のパイロット干渉除去システムの性能を向上させる。

【0106】図 22 は、決定ユニット 2203 により制御される付加切り換え機能 (2201, 2202) を有する図 6 の改善型 PIC ディテクタあるいは受信機を示す。下記の式をシンボル期間 n の間、1 番目のフィンガに対し除去されたパイロットの組とする。

【数10】

$$\hat{G}_i^{(n)}$$

【0107】パイロット l は、パス l のチャンネルを予測するために必要であるため、フィンガ l から除去することはできない。そのため数 10 式は、 $\{0, 1, \dots, j, \dots, (L-1)\}$; $j \neq l$ の組のサブセットである。(例えば、 $L=3$ の場合には、除去セットの可能なグループは、下記式である。)

【数11】

$$\hat{G}_0^{(n)} = \{1, 2\}, \quad \hat{G}_1^{(n)} = \{0, 2\}, \quad \hat{G}_2^{(n)} = \{0, 1\}$$

【0108】次に述べる基準を用いて、下記のチャンネル予測を用いると、

【数12】

$$\hat{G}_i^{(n)} \quad (a)$$

$$\hat{G}_i^{(n)} \quad (b)$$

決定ユニット2203は、次のシンボル間隔で下記のパイロット除去組を決定する。

【数13】

$$\hat{G}_i^{(n)}, \hat{G}_i^{(n+1)}$$

下記の場合には、トップスイッチはオンで、パイロット0は数12(a)を用いて再構成され、次のシンボル間隔でフィンガ1への入力から除去される。

【数14】

$$\hat{G}_i^{(n)} = \{0\}$$

【0109】それ以外で下記の場合には、スイッチ2201はオフとなり、フィンガ1に対してはパイロット0の信号除去は発生しない。

【数15】

$$\hat{G}_i^{(n)} = \emptyset$$

同様に下記の場合には、ボトムスイッチはオンとなり、パイロット1は数12(b)を用いて再構成され、次のシンボル期間でフィンガ1への入力から除去される。

【数16】

$$\hat{G}_i^{(n)} = \{1\}$$

それ以外に数15式の場合には、スイッチ2203はオフとなり、フィンガ0に対するパイロット1信号除去は発生しない。

【0110】図23は、 $L=3$ フィンガのRAKE受信機の実現方法を示す。図23は、決定ユニット2301とスイッチ2202、2204が付加された図17である。パイロットを除去しようとしているフィンガのマル

$$\{\hat{G}_0, \dots, \hat{G}_{L-1}\} = \arg \min_{\hat{G}_0, \dots, \hat{G}_{L-1}} E \left[\left\{ \sum_{i=0}^{L-1} y_i(G_i) - \sum_{i=0}^{L-1} \bar{y}_i \right\}^2 \right] \quad (3)$$

ここで下記であり、そしてランダム符号、干渉データビ
ット、背景熱ノイズに関して予測をとる。

【数20】

$$\bar{y}_i = E(y_i(G_i))$$

$$\begin{aligned} E \left[\left\{ \sum_{i=0}^{L-1} y_i(G_i) - \sum_{i=0}^{L-1} \bar{y}_i \right\}^2 \right] &= E \left[\left\{ \sum_{i=0}^{L-1} (y_i(G_i) - \bar{y}_i) \right\}^2 \right] \\ &= \sum_{i=0}^{L-1} E \left[(y_i(G_i) - \bar{y}_i)^2 \right] + \underbrace{\sum_{i=0}^{L-1} \sum_{j \neq i}^{L-1} 2E \left[(y_i(G_i) - \bar{y}_i)(y_j(G_j) - \bar{y}_j) \right]}_0 \\ &= \sum_{i=0}^{L-1} \text{Var}(y_i(G_i)) \end{aligned}$$

【0114】和の分散 (variance) は、分散の和である
ので、(3)式の元の決定ルールは、次のようになる。

【数22】

$$\hat{G}_l^{(n)} = \arg \min_{\hat{G}_l^{(n)}} \text{Var} \left[y_l^{(n)}(\hat{G}_l^{(n)}) \right] \quad l=0, \dots, L-1 \quad (4)$$

MMS Eセットは、式(5)で表される。

【数23】

$$\hat{G}_l^{(n)} = \left\{ j: \|c_j^{(n)}\|^2 \geq \text{Var} \left[\hat{c}_j^{(n-1)}(\hat{G}_j^{(n-1)}) \right], j \neq l \right\} \quad (5)$$

チパス遅延を適合するために、個別の再構成ローパスフィルタ (R L P F) を用いて、パイロット1の ($L-1$) 個のバージョンを再構成しなければならない。

【0111】例えば、パス0に対しては、パス1と2用のパイロット信号 (1710' と 1710" 内) を再構成し、その後これらはパス0の信号から減算される

(加算器2305を用いて)。同様にパイロット0と1は、パス2の信号から (加算器2307を用いて) 減算され、パイロット0と2は、パス1の信号から (加算器2306を用いて) 減算される。

【0112】スイッチ機構の変形例

パイロット干渉除去用にMMS Eスイッチセットの変形例を示す。この目的はRAKEフィンガ出力の和の平均二乗エラーを最少にする下記のスイッチセットを決定することである。

【数17】

$$\hat{G}_i^{(n)}, \dots, \hat{G}_i^{(n)}$$

フィンガ1の出力は、下記のスイッチセットの関数である。

【数18】

$$y_i^{(n)}(\hat{G}_i^{(n)})$$

【0113】この目的は、次の式を評価することである。

【数19】

(3)式の右側を評価すると、次のようになる。

【数21】

【0115】実際のチャネルパラメータ $c_j^{(n)}$ は不明であるので、決定に際しては下記の前測値を使用しなければならない。

【数24】

$$\hat{c}_j^{(n)}(\hat{G}_j^{(n)})$$

しかし、この置き換えは、それ自身の数10式に依存することになる。このような状況を修復するために、シンボル間のチャネル変動は小さく、したがって式(6)の

$$\hat{G}_j^{(n)} = \left\{ j: \left\| \hat{c}_j^{(n-1)}(\hat{G}_j^{(n-1)}) \right\|^2 \geq \text{Var} \left[\hat{c}_j^{(n-1)}(\hat{G}_j^{(n-1)}) \right], j \neq 1 \right\} \quad (6)$$

【0116】パイロット j の除去の決定は、対応する予測された下記の前測値の変動にのみ依存する。

【数27】

$$\left\| \hat{c}_j^{(n-1)}(\hat{G}_j^{(n-1)}) \right\|^2$$

この決定の背景にある直感は明かである。パイロット信号 j のパワーは、前測値の変動よりも強くなると、 $c_j^{(n)}$ の基づいた再構成パイロット干渉は、信頼性が十分高く、その結果フィンガ入力からそれを除去することは、出力MSEを低下させる。

【0117】それ以外にパワーが弱すぎる場合には、再構成されたパイロット干渉を除去することは出力MSEを実際に増加させる。 $j \neq 1$ という条件を除いて、この決定はフィンガ1、パイロット干渉除去用の目標フィンガには依存しない。したがって、数10式の組は1の関数ではないが、但し1は数10式のメンバーではない、その理由はパイロット1をフィンガ1から除去することができないからである。

【0118】この例外を考えると、数17式は、下記で

$$V(l, n-1, \hat{G}^{(n-1)}) = \frac{1}{N} \left[\sum_{j \neq 1, j \in G_1^{(n-1)}} V(j, n-2, \hat{G}^{(n-2)}) + \sum_{j \neq 1, j \in G_1^{(n-1)}} \left\| \hat{c}_j^{(n-1)} \right\|^2 + \frac{KA_1^2}{A_0^2} \sum_{j \neq 1} \left\| \hat{c}_j^{(n-1)} \right\|^2 \right] + \frac{2\sigma^2}{A_0^2} \quad (7)$$

【0120】ここで、 N は拡散係数（IS-95では $N=64$ ）で、 K は活性データ/同期チャネルの数、 $2\sigma^2$ はチップあたりの熱ノイズパワー、 A_0 はパイロット振幅で、 A_1 は K 個のデータ/同期チャネルの各々の振

幅である。シンボル間隔 $(n-2)$ からのチャネル予測

$$V(l, n-1, \hat{G}^{(n-1)}) = \frac{1}{N} \left[\sum_{j \neq 1, j \in G_1^{(n-1)}} V(j, n-2, \hat{G}^{(n-2)}) + \sum_{j \neq 1, j \in G_1^{(n-1)}} \left\| \hat{c}_j^{(n-1)}(\hat{G}^{(n-1)}) \right\|^2 + \frac{KA_1^2}{A_0^2} \sum_{j \neq 1} \left\| \hat{c}_j^{(n-1)}(\hat{G}^{(n-1)}) \right\|^2 \right] + \frac{2\sigma^2}{A_0^2}$$

(8)

【0121】各シンボル間隔において除去セット数10式 ($l=0 \cdots L-1$) は、次のステップを用いて決定で

除去セットを与えるために、下記式 (b) の代わりに下記式 (a) を用いる。

【数25】

$$\hat{c}_j^{(n)}(\hat{G}_j^{(n)}) \quad (a)$$

$$\hat{c}_j^{(n)}(\hat{G}_j^{(n)}) \quad (b)$$

【数26】

表すことができる。

【数28】

$$\hat{G}^{(n)}$$

前に説明した実施例での除去セット数11式は、式

(5) または (6) によれば許されない。その理由はパイロット1は、フィンガ0からは除去されるが、フィンガ2からは除去されないからである。

【0119】除去セットの有効グループは、次式である。

【数29】

$$\hat{G}_0^{(n)} = \{2\}, \hat{G}_1^{(n)} = \{0,2\}, \hat{G}_2^{(n)} = \{0\}$$

これらの組は、下記を用いて表すことができ、

【数30】

$$\hat{G}^{(n)} = \{0,2\}$$

そして次式を規定することにより、

【数31】

$$V(l, n, \hat{G}^{(n)}) = \text{Var} \left[\hat{c}_j^{(n)}(\hat{G}^{(n)}) \right]$$

30 次のように示される。

【数32】

値をシンボル間隔 $(n-1)$ からの実際のチャネルパラメータの代わりに用いることにより式(7)は次の式となる。

40 【数33】

きる。

・式(8)を用いて $l=0 \cdots L-1$ に対し、下記チャネ

ル予測変動を計算する。

【数34】

$$r(l, n-1, \hat{G}^{(n)})$$

・式(6)を用いて数10式($l=0\cdots L-1$)を決定する。

【0122】以上述べたようにパイロット干渉除去検出器用のスイッチ機構の変形例は、最少平均二乗エラーのRAKE検出器の出力を提供できる。このスイッチに対する決定ルールは、パスI($l=0\cdots L-1$)のチャンネル予測値のパワーが高い(即ち、その予測値の変動よりも大きい)時には、このチャンネル予測値を用いて再構成された関連パイロット信号は信頼性があり、他の($L-1$)個のRAKEフィンガ入力から除去しなければならない。チャンネル予測値のパワーが低い場合には、再構成されたパイロット信号は信頼性がなく、このパイロットを用いた除去を行ってはならない。

【0123】

【発明の効果】本発明のCDMA受信機は、Walsh符号パイロット周波数とWalsh符号化を用いてコヒーレント動作を与えるように順方向リンクで使用する例を用いて記載したが、コヒーレント動作を維持するような他の公知の符号系列をCDMA送信器とCDMA受信機(通常順方向リンク)の両方に用いることもできる。さらに本発明のコヒーレント受信機は、コヒーレント順方向リンクを例に説明したが、コヒーレント逆方向リンクにも使用することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の動作を説明するCDMA通信リンクの送信器を示す図

【図2】移動局で使用されるCDMA受信機のブロック図

【図3】CDMA受信機のブロック図

【図4】コヒーレントCDMAの従来技術にかかるレイクフィンガのアーキテクチャ

【図5】パイロットオンタイムとデータ1オンタイムの複合相関器(complex correlator)の基本的な復調器の構造を示す図

【図6】2フィンガのコヒーレントCDMA受信機に適用される本発明のパイロット除去系のブロック図

【図7】本発明による前後復調除去系の第1実施例(ディテクタA)を表す図

【図8】シンボルタイミングに関し、いかにパイロット信号再構成用のチャンネル予測値が得られるかを表す図7のディテクタA用のタイミングチャート

【図9】シンボルタイミングに関し、いかにパイロット信号再構成用のチャンネル予測値が得られるかを表す図7のディテクタA用のタイミングチャート

【図10】バッファを処理しない循環前除去を用いたディテクタBを表す図

【図11】図10のディテクタB用のタイミングチャート

ト

【図12】バッファ処理する循環前除去を用いたディテクタCを表す図

【図13】本発明による前除去系を表す図で、Aは後除去系を表す図

【図14】後除去を用いたディテクタBのブロック図

【図15】図14のディテクタD用のタイミングチャート

【図16】多段後除去を用いたディテクタEのブロック図

【図17】3フィンガコヒーレントCDMA受信機に適用される本発明のパイロット信号除去系(ディテクタBによる)のブロック図

【図18】パルス整形(pulse-shape)再構成ローパスフィルタ(Reconstruction Low Pass Filter(RLP))の必要性を示す図

【図19】パルス整形再構成ローパスフィルタ(RLP)の必要性を示す図

【図20】パルス整形再構成ローパスフィルタ(RLP)の必要性を示す図

【図21】RLPのFIR実現手段を表す図

【図22】本発明により切り換え可能なパイロット干渉除去手段を含む2フィンガコヒーレントCDMA受信機を表す図

【図23】本発明により切り換え可能なパイロット干渉除去手段を含む3フィンガコヒーレントCDMA受信機を表す図

【図24】多段後除去を用いたディテクタEのブロック図

【符号の説明】

101 符号拡散器

102 加算器

104-105 符号化器

106, 107 FIRフィルタ

108, 109, 202, 203 変調器

110 コンバイナ

111, 201 アンテナ

204, 205 アンチアリアシングLPF(ローパスフィルタ)

208 CDMA RAKE受信機

209 デジタル信号プロセッサ(DSP)

210 出力データ信号

301, 302 A/D回路

303 制御論理回路

304 RSSI(受信信号強度インディケータ)

305-308 フィンガ

402, 403, 404 データ複合相関器

405 I/QPN生成器

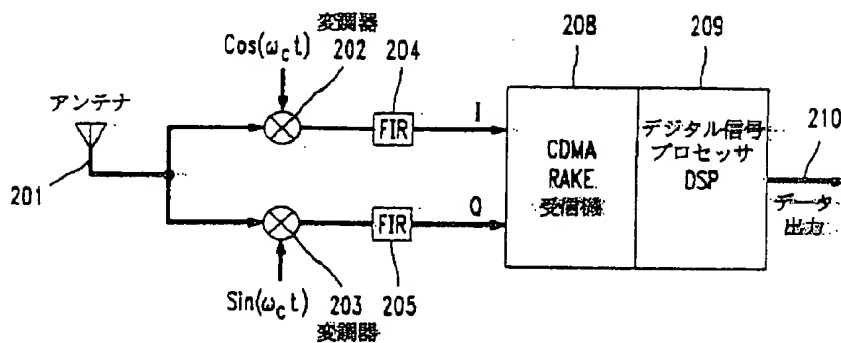
406 Walsh関数生成器

407 制御回路

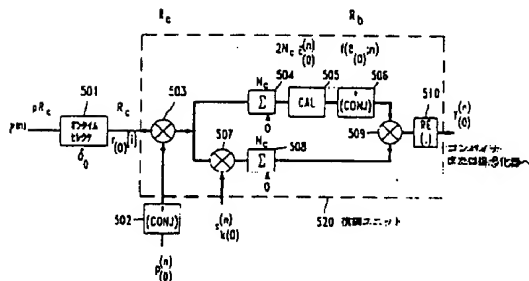
408 スリユウ制御論理
 501 オンタイムセクタ
 502 複合共役回路
 503, 507, 509 乗算器
 504, 505, 506 上側通路
 520 復調ユニット
 601, 602 パス信号
 603, 604 RAKEフィンガ
 605 ビタービ復号化
 606, 607 パイロット再構成回路
 608, 609 加算回路
 611, 612 パイロット信号
 700 パイロットディテクタ
 701 RLP

702 遅延量
 703, 704 シンボルバッファ
 706, 708 整合バッファ
 711 加算器
 1300, 1301, 1302, 1421, 2305
 加算器
 1303, 1304 蓄積器
 1401 CAL回路
 1402, 1403 乗算器
 10 1410 パイロットディテクタ
 1420 加算回路
 2201, 2202 付加切り換え機能
 2203 決定ユニット

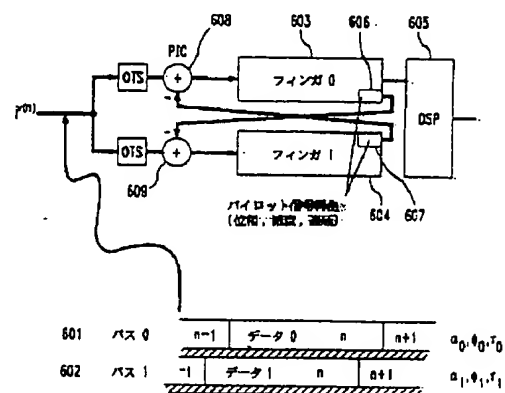
【図2】



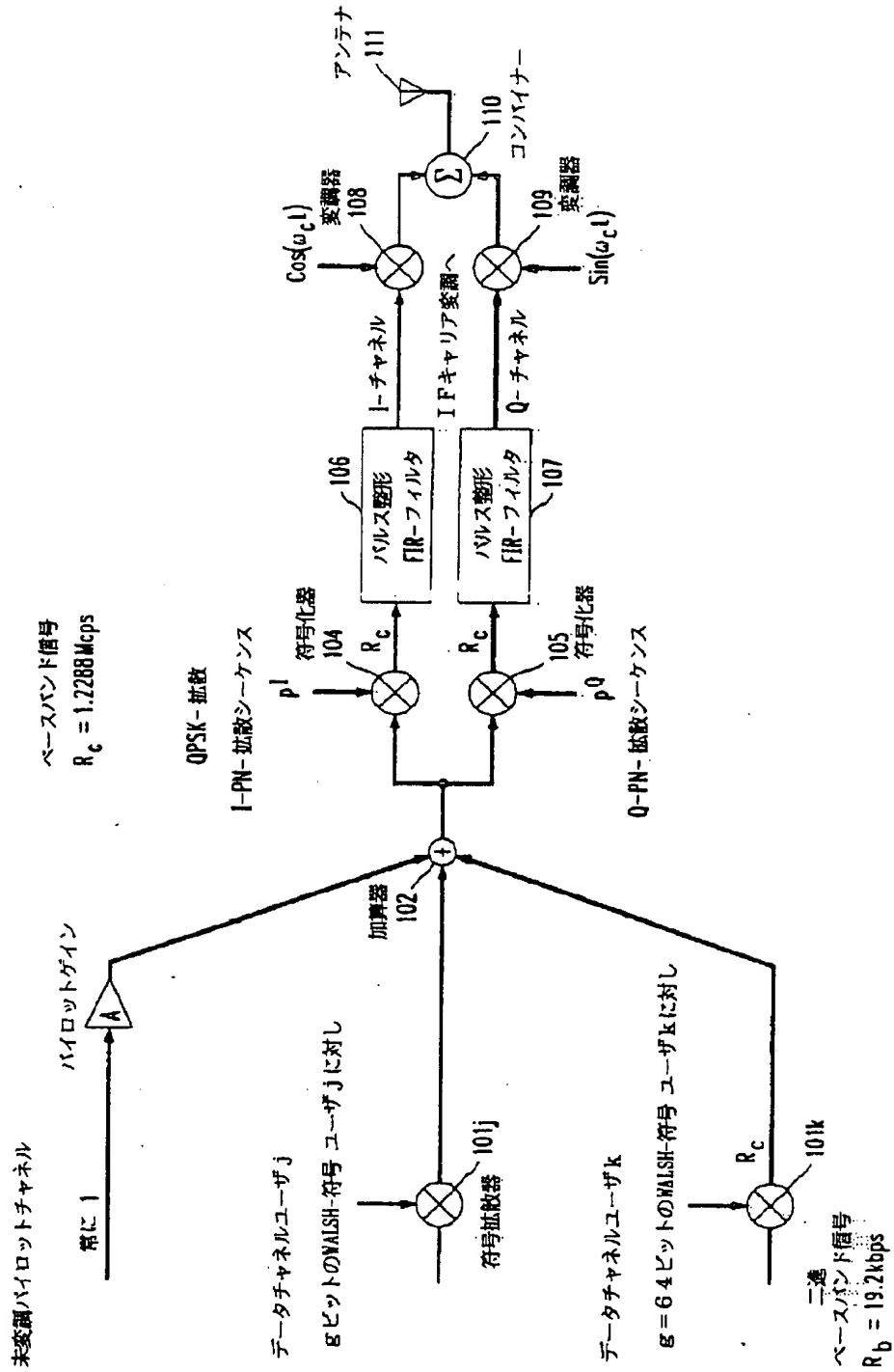
【図5】



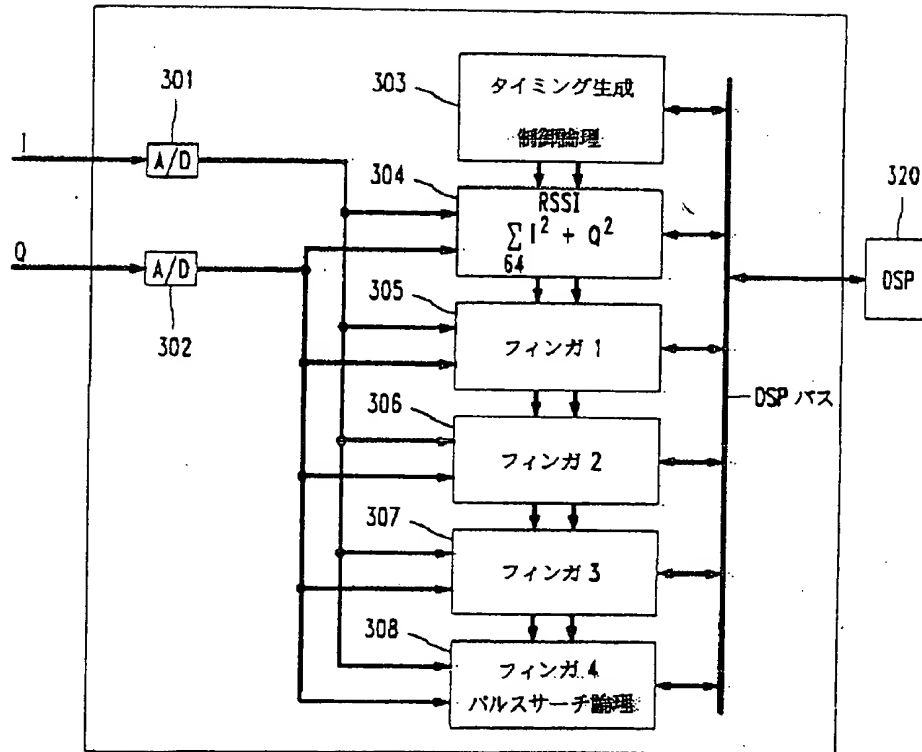
【図6】



【図1】

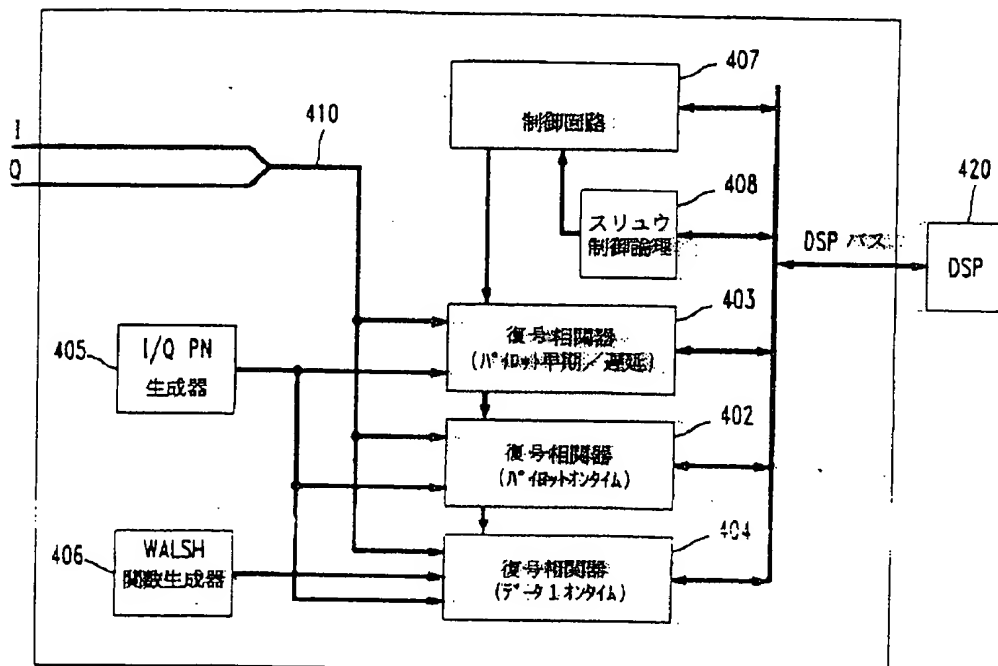


【図 3】

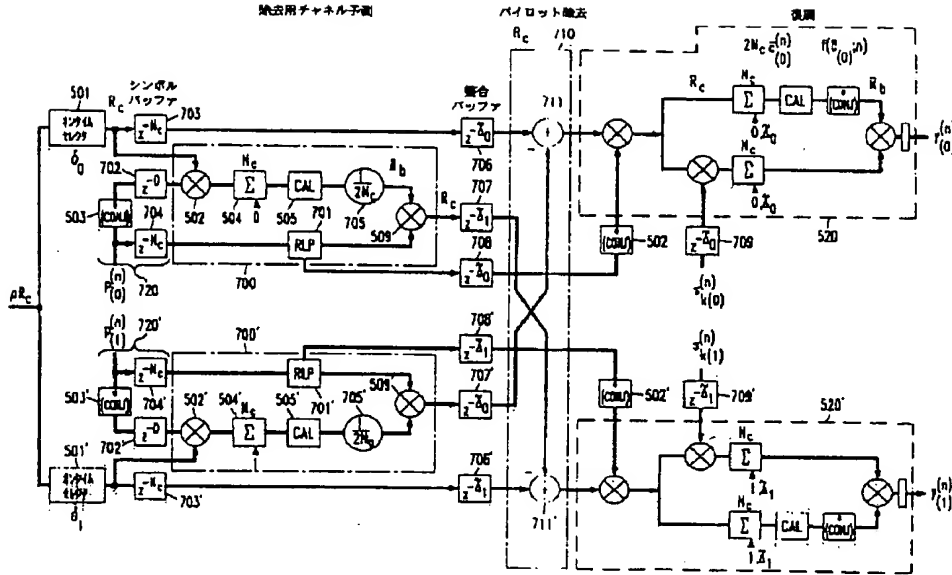


【図 4】

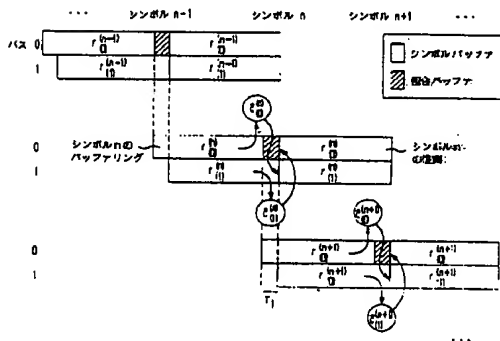
従来技術



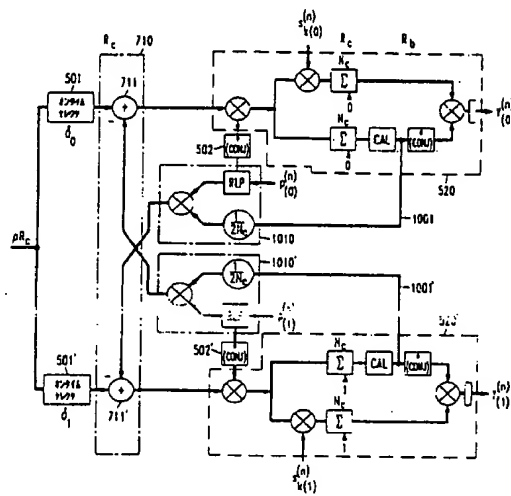
【図7】



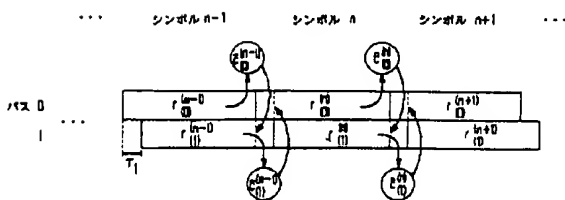
【図8】



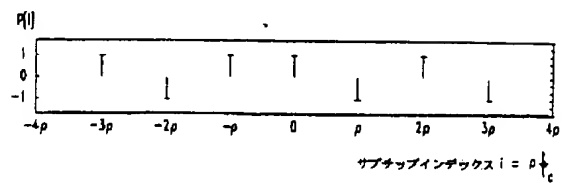
【図10】



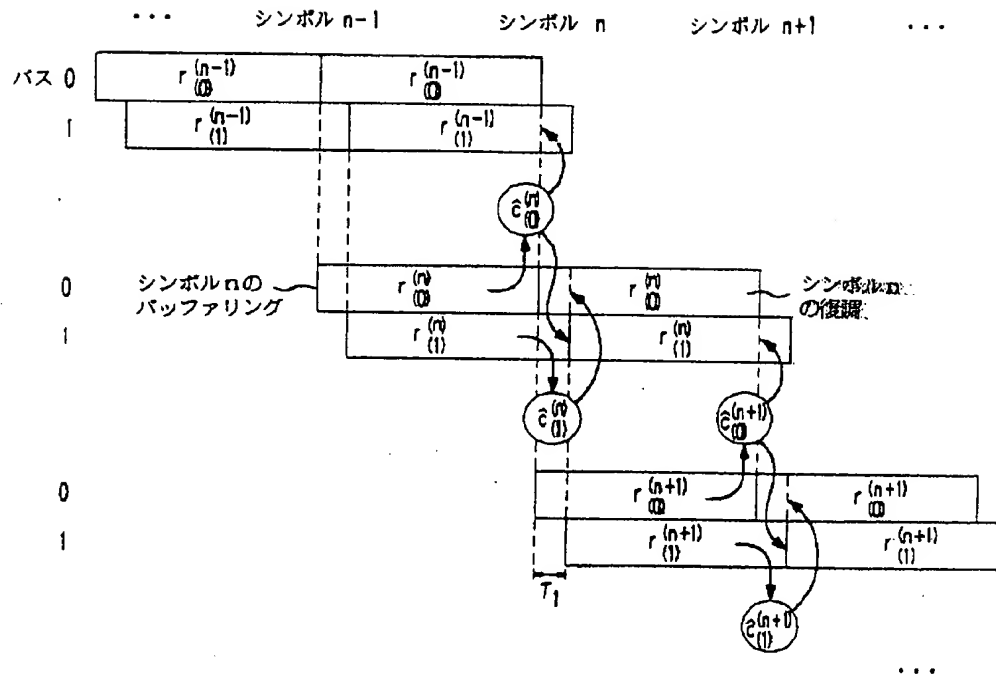
【図11】



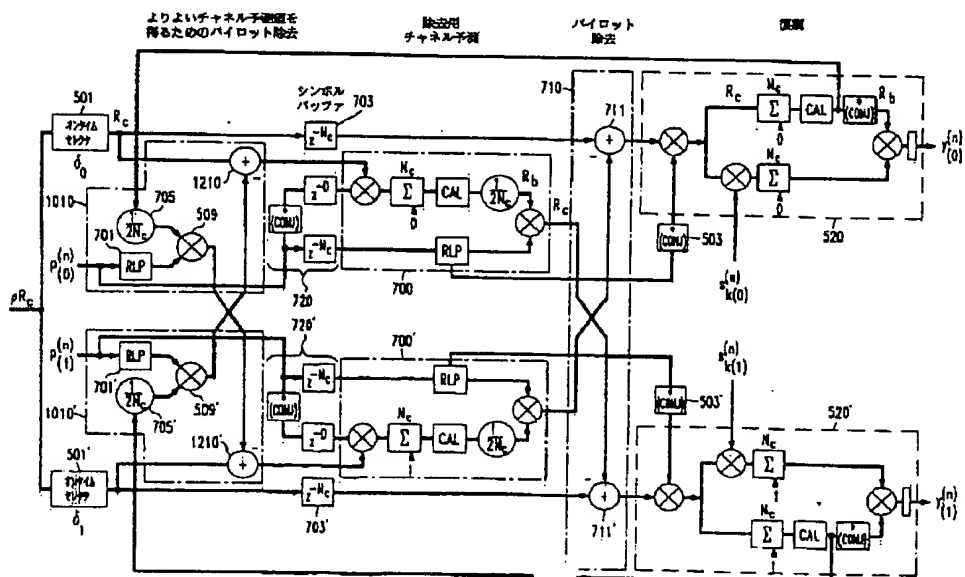
【図18】



【図 9】

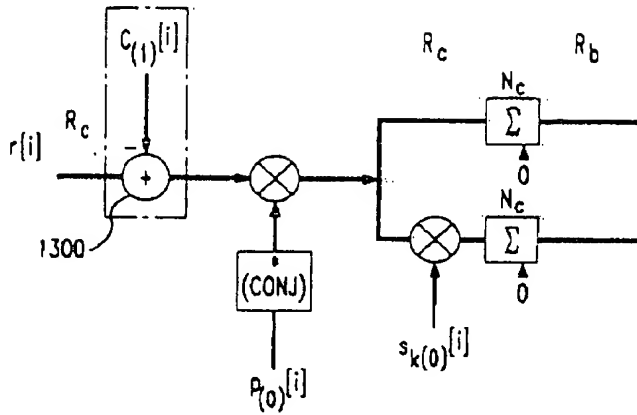


【図 12】



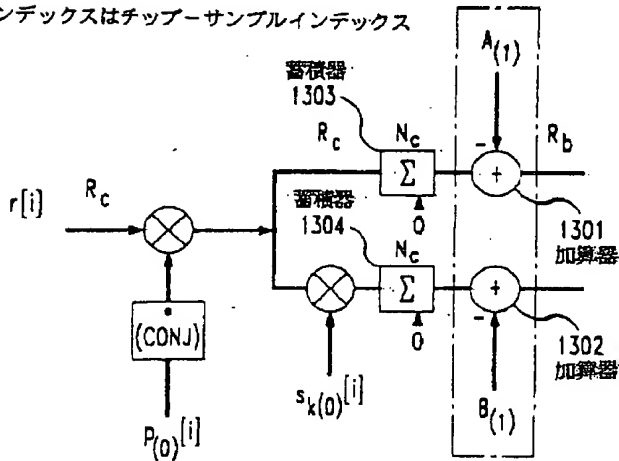
【図 13】

全てのインデックスはチップ-サンプルインデックス

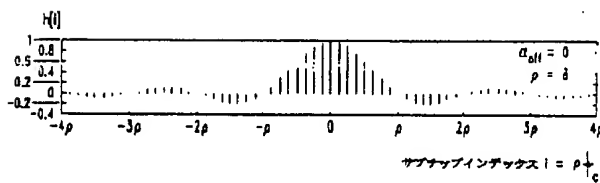


A

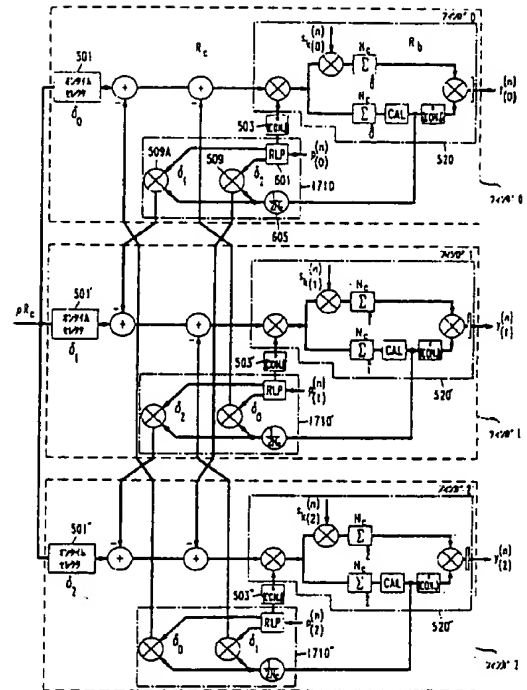
全てのインデックスはチップ-サンプルインデックス



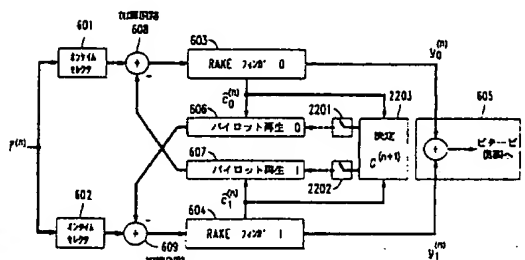
【図 19】



【図 17】

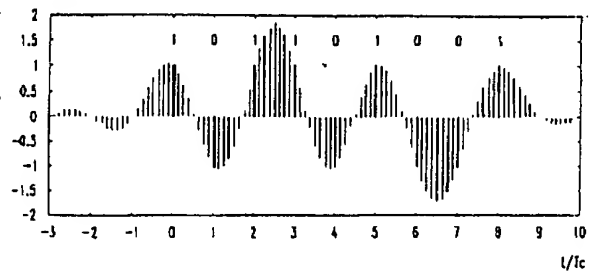


【図 22】

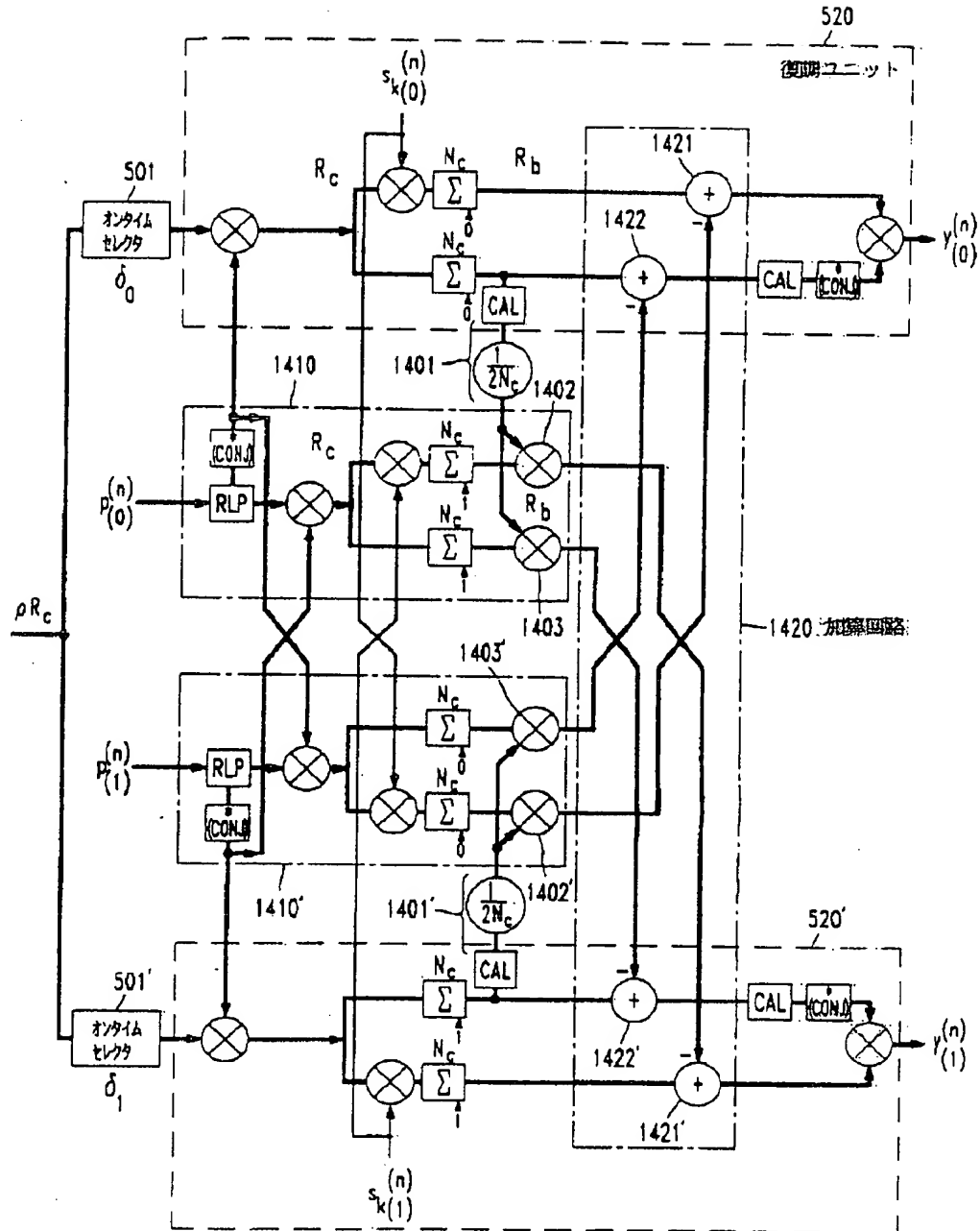


【図 20】

サンプリングチャネル



【図 1 4】



【図 2 1】

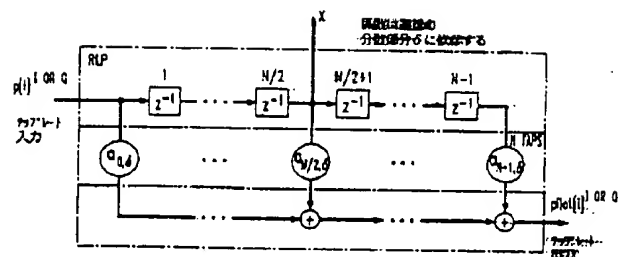
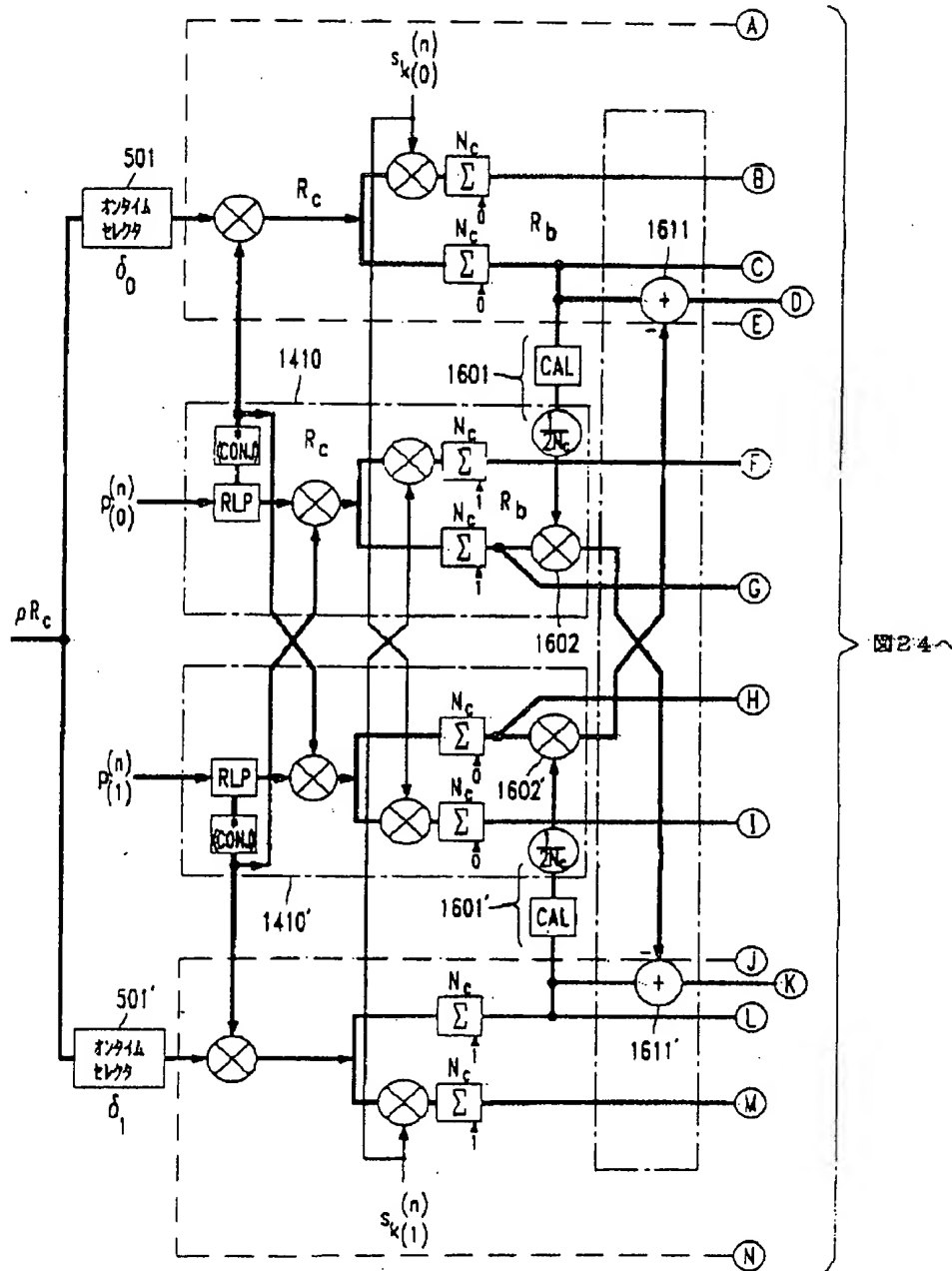
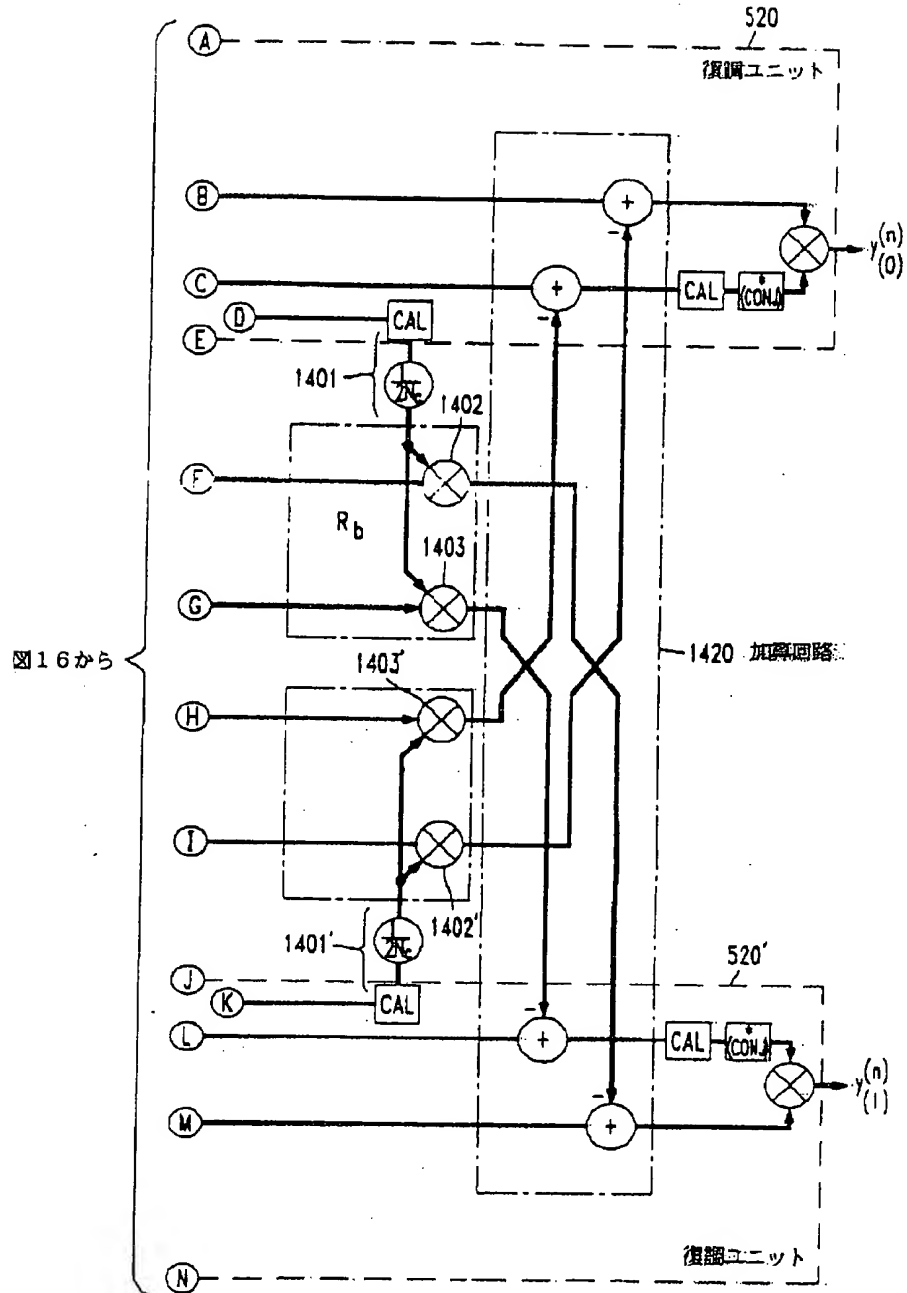


Figure 1 is a block diagram of a rake receiver. It shows three input channels labeled 501, 501', and 501'', each receiving a signal $p(m)$. Each channel contains a "4x4 M 16QAM" block. The outputs of these blocks are summed in pairs (2305, 2306, 2307) and then summed together in a larger summing junction (2308). The resulting signal is then processed by three "RAKE フィンガ" (Rake Fingers) blocks: 520, 520', and 520''. Each rake finger has a delay element (E_0, E_1, E_2) and a gain element (G_0, G_1, G_2). The outputs of the rake fingers are summed in a summing junction (605) to produce the final output "ビタービ復調へ" (Bit-by-bit demodulation). The rake fingers also provide feedback signals to the summing junctions 2305, 2306, and 2307. A "決定" (Decision) block (2301) receives the output of the summing junction 605 and provides feedback signals to the rake fingers.

【図 16】



【図 24】



フロントページの続き

(71)出願人 596077259
600 Mountain Avenue,
Murray Hill, New Je
rsey 07974-0636U. S. A.

(72)発明者 チーリン イ
アメリカ合衆国, 07726 ニュージャージ
ー, マナラパン, テイラー レイク コー
ト 9

(72)発明者 ステファン テン ブリンク
ドイツ, 71573 オールマースバック イ
ム タル, リッテンステインウェグ 8

(72)発明者 ジョヴァンニ ヴァンヌッチ
アメリカ合衆国, 07701 ニュージャージ
ー, レッド バンク, ルートレッジ ドラ
イブ 329